D PU

ROHDE & SCHWARZ

BESCHREIBUNG

INSTRUCT. BOOK

UNSYMMETRISCHE UHF-EICHLEITUNG
UNBALANCED UHF STANDARD ATTENUATOR

Type DPU BN 18043/..

BESCHREIBUNG

UNSYMMETRISCHE UHF-EICHLEITUNG

0 . . . 2 GHz 0 . . . 110 dB

Type DPU

BN 18043/50 **BN 18043/60** **BN 18043/75**

ENGLISH INSTRUCTION BOOK
see page 23

Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe 18043 A/666 d/e
Printed in Western Germany

Inhaltsübersicht

1.	**Eigenschaften**	3
2.	**Anwendung**	4
2.1.	Dämpfungs- und Verstärkungsmessungen	5
2.1.1.	Allgemeines	5
2.1.2.	Dämpfungsmessung, Meßbeispiel	6
2.1.3.	Verstärkungsmessung, Meßbeispiel	7
2.2.	Herstellen kleiner definierter Spannungen	7
2.3.	Ermitteln der Rauschzahl eines VHF-Empfängers mittels Eichleitung	9
2.4.	Messen von Impulsspannungen	9
3.	**Bedienung**	10
3.1.	Anschließen der Eichleitung	10
3.2.	Einstellen der Eingangsspannung	10
3.3.	Einstellen der Dämpfung	11
3.4.	Elektrische Länge, Laufzeit	12
3.5.	Eichleitung und Meßaufbau mit ungleichem Wellenwiderstand	13
3.6.	Wichtiges über Störspannungen	13
3.6.1.	Allgemeines	13
3.6.2.	Störspannung mit der Frequenz der Signalspannung	16
3.6.3.	Störspannung aus dem Netz	17
3.6.4.	Störspannung durch induktive Einstreuung	19
4.	**Aufbau**	19
5.	**Wartung**	20
5.1.	Ersetzen eines Dämpfungsgliedes	20
5.2.	Umrüsten der Anschlüsse	22

1. Eigenschaften

Frequenzbereich	0 . . . 2 GHz
Dämpfungsbereich	0 . . . 110 dB in 10-dB- und 1-dB-Stufen schaltbar

Fehlergrenzen	0 . . . 1,5 GHz	1,5 . . . 2 GHz
1-dB-Dekade	±0,1 dB	±0,2 dB
10-dB-Dekade bis 50 dB	±0,2 dB	±0,4 dB
10-dB-Dekade ab 60 dB	±0,4 dB	±0,8 dB

Restdämpfung *)	Gleichstrom	0,3 GHz	1,0 GHz	1,5 GHz	2 GHz
bei BN 18043/50	< 0,006 dB	< 0,3 dB	< 0,7 dB	< 1,0 dB	< 1,2 dB
bei BN 18043/60	< 0,013 dB	< 0,35 dB	< 0,9 dB	< 1,3 dB	< 1,4 dB
bei BN 18043/75	< 0,0026 dB	< 0,25 dB	< 0,9 dB	< 1,5 dB	< 1,6 dB

Wellenwiderstand
(Eingang und Ausgang)

bei BN 18043/50	50 Ω
bei BN 18043/60	60 Ω
bei BN 18043/75	75 Ω

Welligkeitsfaktor s
bei Z-richtigem Abschluß . . ≦ 1,15 bis 1,5 GHz
≦ 1,3 von 1,5 . . . 2 GHz

Laufzeit	etwa 1,6 ns
bzw. elektrische Länge	etwa 48 cm
Änderung der Laufzeit	< 0,03 ns über den gesamten Dämpfungsbereich < 0,01 ns über den gesamten Frequenzbereich
Zulässige Eingangsleistung	0,4 W

Zulässige Eingangsspannung	Sinus	Impuls
bei BN 18043/50	etwa 4,5 V_{eff}	300 V_s
bei BN 18043/60	etwa 5,0 V_{eff}	300 V_s
bei BN 18043/75	etwa 5,5 V_{eff}	300 V_s

Anschlüsse	Dezifix B DIN 47285 umrüstbar für andere Buchsen- und Steckersysteme; siehe Seite 22
Beschriftung	zweisprachig: deutsch/englisch
Farbe	grau RAL 7001
Abmessungen (B x H x T)	385 x 145 x 115 mm
Gewicht	etwa 4,6 kg

*) Stellung 0 dB, bei Absolutmessungen zu berücksichtigen.

2. Anwendung

Mit der Unsymmetrischen UHF-Eichleitung Type DPU lassen sich im Frequenzbereich zwischen Gleichstrom und etwa 2 GHz alle für eine Eichleitung charakteristischen Arbeiten bequem und leicht durchführen. Z. B. Dämpfungsmessungen, Verstärkungsmessungen und die Teilung von Spannungen auf sehr kleine definierte Beträge.

Das Gerät gestattet, jede beliebige Dämpfung zwischen 0 und 110 dB in Schritten von 1 dB dekadisch einzustellen und digital anzuzeigen. Dank seiner hervorragenden Schirmung können auch die höchsten Dämpfungswerte noch zuverlässig ausgenutzt werden.

Die Genauigkeit entspricht den an ein Präzisionsgerät zu stellenden Anforderungen. Die elektrische Länge und damit die Laufzeit sind praktisch unabhängig von Frequenz und Dämpfung, so daß die Eichleitung kürzeste Impulse ebensogut verarbeiten kann wie Sinusspannungen. Selbstverständlich sind Eingang und Ausgang außerordentlich reflexionsarm. Mechanische Beanspruchung, Temperatur und Feuchte haben keinen merklichen Einfluß auf die Eigenschaften. Das Gerät ist deshalb auch unter erschwerten klimatischen Bedingungen verwendbar.

0 – 1500 MHz Z ≈ 60 Ω 0 – 110 db
0 0
db
Achtung!
ROHDE & SCHWARZ · UNSYMMETRISCHE EICHLEITUNG · UNBALANCED STANDARD ATTENUATOR · TYPE DPU · BN 18043/60 · FN: F1543/127

Bemerkenswert ist die kleine und handliche Bauform. Viele Benutzer werden auch die Umrüstbarkeit zu schätzen wissen, die es erlaubt, das Gerät unter Verwendung von Umrüstsätzen mit wenigen Handgriffen an andere Steckersysteme anzupassen. Seine Daten werden allerdings in vollem Umfange nur für die Ausrüstung mit den bewährten Anschlüssen Dezifix B nach DIN 47285 gewährleistet.

Die Eichleitung wird in drei Ausführungen für die genormten Wellenwiderstände 50 Ω, 60 Ω und 75 Ω geliefert. Erfordert der Meßaufbau verschiedene Wellenwiderstände am Ein- und Ausgang der Eichleitung, so können bis zu 1 GHz zusätzliche Anpassungsglieder der Typenreihe DAF mit den Wellenwiderstandsverhältnissen 50 Ω : 60 Ω, 50 Ω : 75 Ω und 60 Ω : 75 Ω verwendet werden. Die Grunddämpfung dieser Anpassungsglieder muß bei Messungen mit der Eichleitung berücksichtigt werden.

2.1. Dämpfungs- und Verstärkungsmessungen

2.1.1. Allgemeines

Zur Messung von Dämpfungen und Verstärkungen sind außer der Eichleitung DPU im allgemeinen noch ein Meßsender als Spannungsquelle und ein Meßempfänger notwendig. Die erforderliche Genauigkeit und Empfindlichkeit dieser Geräte richtet sich nach der gestellten Meßaufgabe.

Vom Meßsender muß auf jeden Fall eine gute Spannungskonstanz gefordert werden, damit sich seine Ausgangsspannung während der Messung nicht ändert. An die Frequenzkonstanz dagegen sind wegen der Breitbandigkeit der Eichleitung keine Forderungen zu stellen. Ist jedoch das Meßobjekt selektiv oder verwendet man als Anzeigegerät einen abstimmbaren Meßempfänger, dann muß der Meßsender allerdings auch eine gute Frequenzkonstanz aufweisen, und zwar um so mehr, je schmalbandiger das Meßobjekt oder der Meßempfänger ist.

Unter Meßempfänger ist in diesem Zusammenhang ganz allgemein ein Spannungsanzeigegerät zu verstehen. Es muß nicht immer ein Meßempfänger im engeren Sinne sein, u. U. kann auch ein aperiodisches oder abgestimmtes Röhrenvoltmeter verwendet werden. Welche Geräteart zu bevorzugen ist, hängt wiederum von der Meßaufgabe ab. Zum Messen hoher Dämpfungswerte wird man der höheren Empfindlichkeit wegen einen Meßempfänger bzw. ein abgestimmtes Röhrenvoltmeter verwenden, während für geringe Dämpfungen und für Verstärkungsmessungen ein aperiodisches Gerät geringerer Empfindlichkeit oft ausreicht. Auf die Genauigkeit der Spannungseichung des Meßempfängers braucht bei den meisten Meßverfahren kein großer Wert gelegt zu werden, da sie im allgemeinen darauf beruhen, daß immer ein bestimmter Zeigerausschlag eingestellt wird. Dagegen ist die Konstanz der Verstärkung und bei selektiven Geräten die der Frequenzabstimmung von entscheidender Bedeutung.

Besondere Aufmerksamkeit ist dem ein- und ausgangsseitigen Abschlußwiderstand der Eichleitung zuzuwenden. Diese beiden Widerstände, die meistens durch den Ausgangswiderstand des Meßsenders, den Eingangswiderstand des Meßempfängers und

den Ein- bzw. Ausgangswiderstand des Meßobjektes gebildet werden, müssen dem Wellenwiderstand der Eichleitung gleich und reell sein. Verwendet man ein geeignetes Anpassungsglied (zur Wellenwiderstandsübersetzung), so können die an der Eichleitung angeschlossenen Geräte auch einen abweichenden Wellenwiderstand aufweisen (siehe Abschnitt 3.5.).

Bei Dämpfungs- wie bei Verstärkungsmessungen ist es wichtig, daß die Eichleitung stets im Leitungszug eingeschaltet bleibt. Nur das Meßobjekt darf zur Messung an- und abgesteckt werden. Würde man die Eichleitung zu- und abschalten, so ergäben sich merkliche Meßfehler, besonders bei Frequenzen über 50 MHz. Die Ursache ist eine bei hohen Frequenzen frequenzabhängige Restdämpfung der Eichleitung, die sich, wie bei jeder anderen Verbindung, nicht vollkommen vermeiden läßt. Bleibt die Eichleitung im Leitungszug und läßt man eine bestimmte Grunddämpfung, z. B. 10 dB, stehen, so ist das Meßergebnis die Differenz von zwei Dämpfungswerten (Abschnitt 2.1.2.). Hiermit ist aber auch der durch die Restdämpfung verursachte Fehler eliminiert, da er sich zum ersten wie zum zweiten Dämpfungswert addiert.

2.1.2. Dämpfungsmessung, Meßbeispiel

Nachdem man an der Eichleitung nach Abschnitt 3.3. eine Dämpfung a_1 eingestellt hat, die etwas größer (z. B. 10 dB) als die mutmaßliche Dämpfung des Meßobjektes ist, in diesem Beispiel sei $a_1 = 80$ dB, verbindet man Meßsender, Eichleitung und Meßempfänger über wellenwiderstandsrichtige Kabel nach Bild 1. Am Meßsender stellt man nun die gewünschte Frequenz ein, auf die auch der Meßempfänger abgestimmt werden muß, wenn er selektiv ist.

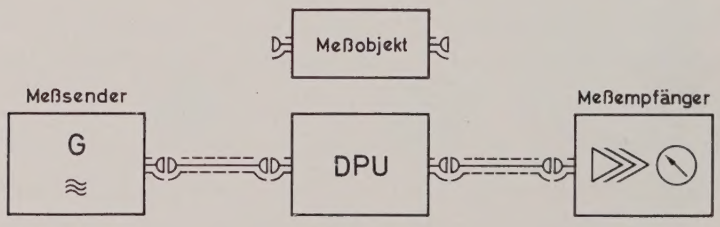

Bild 1. Anordnung zum Messen der Dämpfung oder Verstärkung

Bei der nun folgenden Einstellung der Eingangsspannung soll Abschnitt 3.2. beachtet werden. Es ergibt sich dann am Meßempfänger ein Ausschlag U. Nach dieser Einstellung wird das Meßobjekt entweder zwischen Meßsender und Eichleitung oder zwischen Eichleitung und Meßempfänger geschaltet. Anschließend verringert man die Dämpfung an der Eichleitung so weit (Abschnitt 3.3.), daß sich wieder der Aus-

schlag U ergibt. Diese zweite Einstellung der Eichleitung ergibt die Dämpfung a_2. Es sei $a_2 = 12$ dB. Die Dämpfung des Meßobjektes ist somit

$$a = a_1 - a_2 = 80 - 12 = 68 \text{ dB}$$

2.1.3. Verstärkungsmessung, Meßbeispiel

Die Verstärkungsmessung entspricht im wesentlichen der Dämpfungsmessung. Demzufolge ist auch der Meßaufbau der gleiche wie bei der Dämpfungsmessung (Bild 1), nur die Reihenfolge der Dämpfungseinstellung ist anders. An der Eichleitung stellt man eine gewisse Grunddämpfung a_1 ein, z. B. 10 dB. Dann wählt man am Meßsender die gewünschte Frequenz und stimmt den Meßempfänger ab, wenn er selektiv ist. Nach dem Einstellen der Eingangsspannung nach Abschnitt 3.2. ergibt sich am Instrument des Meßempfängers der Ausschlag U. Nun stellt man an der Eichleitung eine Dämpfung ein, die zahlenmäßig höher ist als die zu erwartende Verstärkung des Meßobjektes, und schaltet das Meßobjekt zwischen Eichleitung und Meßempfänger (Abschnitt 3.2.). Dann wird die Dämpfung der Eichleitung so weit erniedrigt, daß sich wieder der Wert U wie vorher ergibt.

Diese Einstellung ist der Dämpfungswert a_2. In diesem Beispiel sei $a_2 = 53$ dB. Die Verstärkung des Meßobjektes ergibt sich aus

$$V = a_2 - a_1 = 53 - 10 = 43 \text{ dB}$$

2.2. Herstellen kleiner definierter Spannungen

Bei sehr hohen Frequenzen lassen sich kleine Spannungen in der Größenordnung von mV oder µV am genauesten mit Hilfe einer Eichleitung herstellen. Bild 2 zeigt die Anordnung. Ein Röhrenvoltmeter mit Durchgangskopf mißt die Oberspannung U_1.

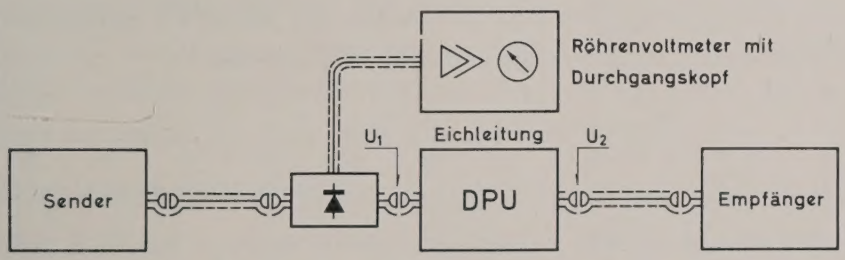

Bild 2. Anordnung zum Herstellen kleiner Spannungen

Diese wird durch die Eichleitung auf den gewünschten Teil U_2 herabgesetzt. Den für ein bestimmtes Spannungsverhältnis U_1/U_2 einzustellenden dB-Wert erhält man aus

$$a = 20 \log \frac{U_1}{U_2}$$

Ein Beispiel: Es sei eine Spannung von 2,5 mV herzustellen. Die Eingangsspannung lasse sich auf 2,5 V einstellen und messen. In diesem Fall ist die Dämpfung einzustellen von

$$a = 20 \cdot \log \frac{2{,}5}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 20 \cdot \log 10^3 = 60\ \text{dB}$$

Ein weiteres Beispiel: Es sei wieder eine Spannung von 2,5 mV herzustellen. Die Quelle für die Eingangsspannung liefere jedoch maximal nur 1 V. Dann muß eine Dämpfung eingestellt werden von

$$a = 20 \cdot \log \frac{1}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 20 \cdot \log (4 \cdot 10^2) = 20 \cdot (0{,}602 + 2) = 52{,}04\ \text{dB}$$

Da die Dämpfung nur in Schritten von 1 dB verändert werden kann, würde hier ein Fehler von 0,04 dB, das entspricht etwa 0,2%, entstehen. Um diesen sehr kleinen Fehler auch noch zu vermeiden, kann man rückwärts aus der Dämpfung die Spannung U_1 errechnen, die am Eingang der Eichleitung einzustellen ist. Es ist

$$\frac{U_1}{U_2} = 10^{a/20} \qquad\qquad U_1 = U_2 \cdot 10^{a/20}$$

Zweckmäßig wird man eine etwas geringere ganzzahlige Dämpfung, z. B. 52 dB, wählen, denn dadurch wird auch U_1 etwas kleiner. Im Beispiel war doch angenommen, daß U_1 unter 1 V liegt. Für 2,5 mV Ausgangsspannung ist also eine Eingangsspannung einzustellen von

$$U_1 = U_2 \cdot 10^{52/20} = U_2 \cdot 10^{2{,}6} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 398 = 995\ \text{mV}$$

Für viele Fälle der Praxis kann man die Dämpfung in dB für ein gewünschtes Spannungsverhältnis auch aus dem Nomogramm Bild 3 entnehmen.

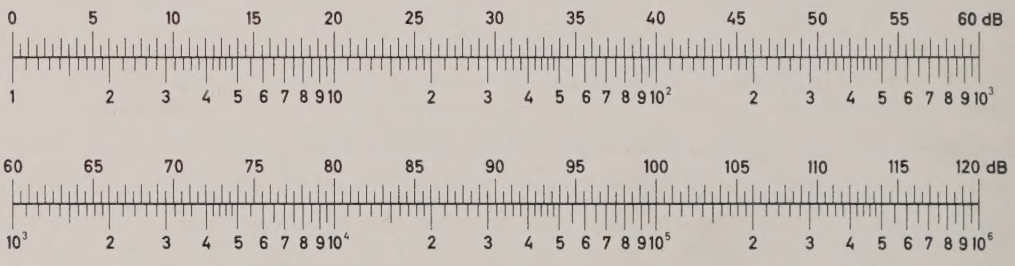

Bild 3. Nomogramm zur Umrechnung von Dämpfungswerten in Spannungsverhältniswerte

2.3. Ermitteln der Rauschzahl eines VHF-Empfängers mittels Eichleitung

Die Rauschzahl eines Empfängers bestimmt man grundsätzlich nach folgendem Verfahren: Am ZF-Ausgang, und zwar noch innerhalb des linearen Teiles des Empfängers, mißt man den Effektivwert der Eigenrauschspannung und speist anschließend aus einem Rauschgenerator eine solche Rauschleistung in den Empfängereingang ein, daß sich der Effektivwert der Rauschspannung am ZF-Ausgang um den Faktor $\sqrt{2}$ erhöht. Am Rauschgenerator läßt sich dann die Rauschzahl meist in kT_o-Werten unmittelbar ablesen.

Die Messung des Effektivwertes setzt einen Spannungsmesser mit quadratischer Kennlinie voraus, wie sie z. B. Instrumente mit Thermoumformer aufweisen. Diese Geräte sind aber hier nicht geeignet, weil sie durch Spannungsstöße (Störeinstrahlung, Knacken) leicht beschädigt werden können. Bei dem hier angewandten Verfahren mit Eichleitung eignet sich aber auch ein Voltmeter mit Spitzenwertgleichrichtung. Bild 4 zeigt den Meßaufbau.

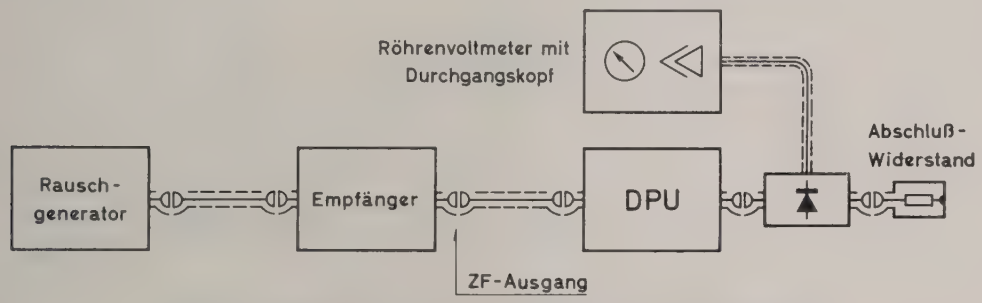

Bild 4. Anordnung zum Messen der Rauschzahl eines Empfängers

Zunächst dreht man die Ausgangsleistung des Rauschgenerators auf Null zurück und stellt an der Eichleitung eine Dämpfung ein, daß das Voltmeter einen gut ablesbaren Ausschlag zeigt. Hierbei zeigt also das Voltmeter nur das Eigenrauschen an. Dann erhöht man die Dämpfung der Eichleitung um 3 dB und dreht den Rauschgenerator auf, bis das Voltmeter den gleichgroßen Ausschlag zeigt wie vorher. Nun kann die Rauschzahl unmittelbar am Rauschgenerator abgelesen werden.

2.4. Messen von Impulsspannungen

Abgesehen von der Verwendung eines Meßsenders, der die gewünschte Impulsspannung liefert, und eines Meßempfängers, der sie entsprechend verarbeiten kann, ändert sich am Meßaufbau nichts gegenüber Messungen mit sinusförmiger Spannung. Die Eichleitung DPU selbst ist wegen ihrer großen Bandbreite und ihrer in allen Schaltstellungen gleichbleibenden elektrischen Länge in der Lage, selbst schmalste Impulse (µs) befriedigend zu übertragen.

3. Bedienung

3.1. Anschließen der Eichleitung

Die beiden Anschlüsse der Eichleitung sind an der linken und rechten Stirnseite des Stahlblechkastens herausgeführt und, wenn bei der Bestellung nicht anders gewünscht, mit je einem Kurzhubstecker „Dezifix B" versehen. Da die Dämpfungsglieder symmetrisch sind, ist es gleichgültig, welche Seite als Eingang und welche als Ausgang verwendet wird. Die Bezeichnung „unsymmetrische Eichleitung" bezieht sich auf den einseitig geerdeten Aufbau des Gerätes.

Die Verbindung der Eichleitung DPU mit den anderen Geräten des Meßaufbaues soll möglichst direkt, d. h. ohne Kabel, erfolgen. Ist dies aus räumlichen Gründen nicht möglich, so verwende man kurze koaxiale Kabel, deren Wellenwiderstand dem der Eichleitung gleich sein und deren Welligkeitsfaktor (VSWR) 1,2 nicht überschreiten soll. Nur so sind einwandfreie Ergebnisse zu erzielen, besonders bei hohen Frequenzen, für die die Eichleitung DPU bevorzugt geeignet ist. Verwendet man sie aus irgendwelchen Gründen bei tiefen Frequenzen, was durchaus möglich ist, nachdem sie auch bei Gleichstrom einwandfrei funktioniert, so verliert diese Forderung an Bedeutung.

Die Verwendung der Eichleitung DPU in Meßaufbauten mit vom Wellenwiderstand der Eichleitung abweichenden Z-Werten behandelt Abschnitt 3.5. Im Zusammenhang mit dem Anschließen der Eichleitung sei auch noch auf den Abschnitt 3.6. hingewiesen. Dieser befaßt sich eingehend mit den Ursachen der meist sehr unangenehmen Störspannungen sowie mit deren Vermeidung durch einwandfreie Kabel und Steckverbindungen und durch richtigen Anschluß von Meßsender und Meßempfänger an das Netz.

3.2. Einstellen der Eingangsspannung

Die Eingangsspannung soll so eingestellt werden, daß das Instrument des Meßempfängers einen gut beobachtbaren Ausschlag, am besten im oberen Drittel der Skala zeigt. Dabei muß jedoch berücksichtigt werden, daß die maximal zulässige Eingangsleistung der Eichleitung 0,4 W beträgt. Dieser Eingangsleistung entspricht

für BN 18043/50 ($Z = 50\,\Omega$) eine maximale Eingangsspannung von etwa 4,5 V,
für BN 18043/60 ($Z = 60\,\Omega$) eine maximale Eingangsspannung von etwa 5 V,
für BN 18043/75 ($Z = 75\,\Omega$) eine maximale Eingangsspannung von etwa 5,5 V.

Eine höhere Eingangsspannung würde die Eichleitung beschädigen. Wenn die Forderung nach einem gut beobachtbaren Zeigerausschlag eine höhere Eingangsspannung als die maximal zulässige bedingen würde, so muß man am Meßempfänger einen empfindlicheren Bereich einschalten oder, wenn dies nicht mehr möglich ist, einen empfindlicheren Meßempfänger verwenden. Außerdem muß aber auch auf die maximal zulässige Eingangsspannung des Meßobjektes Rücksicht genommen werden, die u. U. erheblich geringer sein kann als die der Eichleitung. Nach dem Gesichtspunkt der maximal zulässigen Eingangsspannung kann man auch beurteilen, ob man das Meßobjekt zwischen Meßsender und Eichleitung oder zwischen Eichleitung und Meßempfänger legen soll, was bezüglich der Messung selbst vollkommen gleichgültig ist. In den meisten Fällen ist das Meßobjekt zwischen Eichleitung und Meßempfänger zweckmäßiger. Bei empfindlichen Meßobjekten hat man dabei die Möglichkeit, eine größere Grunddämpfung einzuschalten. Vor die Eichleitung dagegen lassen sich Meßobjekte legen, die eine ausreichende Dämpfung aufweisen, an deren Eingang aber aus irgendwelchen Gründen eine Spannung angelegt werden soll, die höher als die maximal zulässige Eingangsspannung der Eichleitung ist.

Schaltet man das Meßobjekt hinter die Eichleitung, so läßt sich dessen Eingangsspannung aus der bekannten Eingangsspannung der Eichleitung und aus der an dieser eingestellten Dämpfung nach Abschnitt 2.2 berechnen. Dabei ist U_2 die gesuchte Eingangsspannung des Meßobjektes. Für U_1 ist die Eichleitungs-Eingangsspannung zu setzen. Weicht der Eingangswiderstand des Meßobjektes erheblich vom Wellenwiderstand der Eichleitung ab (Fehlabschluß), so beachte man Abschnitt 3.5.

Soweit es die oben erwähnten Gesichtspunkte zulassen, soll die Eingangsspannung möglichst klein gehalten werden. Eine etwa auftretende Störspannung ist nämlich u. U. auch von der Höhe der Eingangsspannung abhängig (Abschnitt 3.6.).

3.3. Einstellen der Dämpfung

Zum Einstellen der Dämpfung dienen die zwei Knöpfe an der Frontplatte. Mit dem rechten Knopf werden die 1-dB-Stufen, mit dem linken die 10-dB-Stufen geschaltet. Bei jedem ganzzahligen Vielfachen von 1 dB bzw. 10 dB rastet der betreffende Knopf ein. Zwischenwerte sind nicht einstellbar.

Der Dämpfungswert der 1-dB-Dekade erscheint im rechten, der der 10-dB-Dekade im linken Fenster. Auf diese Weise kann der insgesamt eingeschaltete Dämpfungswert als zweistellige Zahl direkt abgelesen werden. Eine Ausnahme macht nur der Wert 110 dB. Wenn dieser eingestellt ist, erscheint in jedem Fenster die Zahl 10, was beim

Ablesen 1010 dB ergeben würde. Um auf diese Gegebenheit hinzuweisen, ist die Zahl 10 im rechten Fenster rot eingefärbt.

Bei den häufigsten Meßaufgaben wird man die Dämpfung bzw. Verstärkung durch eine Relativmessung ermitteln, wie in den Beispielen des Abschnittes 2.1.2. und 2.1.3. Dabei läßt man die Eichleitung im Leitungszug eingeschaltet, um ihre Restdämpfung zu eliminieren. (Abschnitt 2.1.1).

Die Restdämpfung ist diejenige Dämpfung, die die Eichleitung bei 0 dB, also bei direkter Durchverbindung zwischen Ein- und Ausgang noch aufweist. Sie ist frequenzabhängig. Bei Absolutmessungen, die allerdings verhältnismäßig selten vorkommen, muß die Restdämpfung u. U. berücksichtigt werden, besonders im Gebiet hoher Frequenzen. Siehe unter „1. Eigenschaften" auf Seite 3. Zur Korrektur der Absolutdämpfung der Eichleitung ist also die Restdämpfung zum Wert der Dämpfungseinstellung zu addieren.

Da sich die Dämpfung der Eichleitung nicht kontinuierlich, sondern in Schritten von 1 dB ändern läßt, kann es vorkommen, daß man bei Dämpfungs- und Verstärkungsmessungen die erforderliche Anzeige am Instrument des Meßempfängers nicht exakt erreicht, weil diese einem Dämpfungswert entspricht, der zwischen zwei einstellbaren Werten liegt. Zu einem exakten Ergebnis kommt man in diesem Fall durch Interpolation, wenn der Skalenverlauf des Instrumentes in dem kleinen, 1 dB entsprechenden Intervall als linear betrachtet wird. Durch die Dämpfungseinstellung gewinnt man zwei Werte, die sich um 1 dB unterscheiden und die zwei Zeigerausschläge zur Folge haben, von denen einer über, der andere unter dem Sollausschlag liegt. Unterteilt man das durch die beiden Ausschläge begrenzte Intervall linear, z. B. in 10 Teile, so entspricht ein Teil 0,1 dB. Die dem Sollausschlag entsprechenden dB-Bruchteile zählt man dem dB-Wert, der dem niedrigeren Zeigerausschlag entspricht, hinzu und hat damit den exakten Dämpfungswert ermittelt.

3.4. Elektrische Länge, Laufzeit

Die elektrische Länge der Eichleitung beträgt bei Geräten mit Dezifix-Verbindungen etwa 48 cm (gemessen bei 300 MHz). Das entspricht einer Laufzeit von 1,6 ns. Da die elektrischen Längen der dämpfenden und der dämpfungsfreien Verbindungen in den einzelnen Schlitten (Abschnitt 4.) praktisch gleich sind, ist die elektrische Gesamtlänge und damit die Laufzeit von der eingestellten Dämpfung weitgehend unabhängig. Die beim Umschalten der Dämpfung auftretenden Laufzeitänderungen, die durch mechanische oder elektrische Ursachen bedingt sind, sind in jedem Fall kleiner als $0{,}5 \cdot 10^{-10}$s

und können daher in den meisten Fällen unberücksichtigt bleiben. Wird die Eichleitung auf ein anderes Steckersystem umgerüstet (Abschn. 5.2.), so kann sich die elektrische Länge um 1 bis 2 cm ändern.

3.5. Eichleitung und Meßaufbau mit ungleichem Wellenwiderstand

In der Regel wird der ganze Meßaufbau einschließlich Eichleitung und Meßobjekt einen einheitlichen Wellenwiderstand aufweisen. Trotzdem kommt es in der Praxis hin und wieder vor, daß z. B. das Meßobjekt einen Wellenwiderstand von 75 Ω hat, während bei allen übrigen Geräten $Z = 60\ \Omega$ ist, oder daß der ganze Meßaufbau einschließlich Meßobjekt einen Wellenwiderstand von 50 Ω aufweist, während man eine Eichleitung mit $Z = 60\ \Omega$ zur Verfügung hat.

Bis zu einer Frequenz von 1000 MHz läßt sich in so einem Fall die Eichleitung DPU oder das Meßobjekt durch zwei Anpassungsglieder Type DAF wellenwiderstandsrichtig einfügen. Ein Fehler wegen falscher Anpassung wird auf diese Weise vermieden. Wir liefern folgende Anpassungsglieder der Type DAF:

Ausführung	zur Z-Übersetzung	Dämpfung	f
BN 18083	von 60 Ω auf 75 Ω	4 dB	0 . . . 1000 MHz
	von 75 Ω auf 60 Ω	6 dB	
BN 18084	von 50 Ω auf 75 Ω	4,2 dB	
	von 75 Ω auf 50 Ω	7,8 dB	
BN 18085	von 50 Ω auf 60 Ω	4,2 dB	
	von 60 Ω auf 50 Ω	5,8 dB	

Ein solches Anpassungsglied wird, wie Bild 5 zeigt, stets dort eingefügt, wo ungleiche Wellenwiderstände zusammenstoßen. Selbstverständlich muß die richtungsabhängige Eigendämpfung der eingefügten Glieder je nach Meßaufgabe mit berücksichtigt werden.

3.6. Wichtiges über Störspannungen

3.6.1. Allgemeines

Die Genauigkeit des eingestellten Dämpfungswertes ist zunächst einmal abhängig von der Genauigkeit der einzelnen Widerstände in den Dämpfungsgliedern, weshalb

diese sehr eng toleriert sind. Bei hohen Dämpfungen, d. h. bei sehr kleinen Ausgangsspannungen, setzt eine exakte Teilung außerdem noch voraus, daß vom Eichleitungseingang keine Energie unter Umgehung der Eichleitung an den Ausgang gelangt. Diese Voraussetzung erfüllt die Eichleitung DPU durch ihren koaxialen Aufbau und die sorgfältige Schirmung.

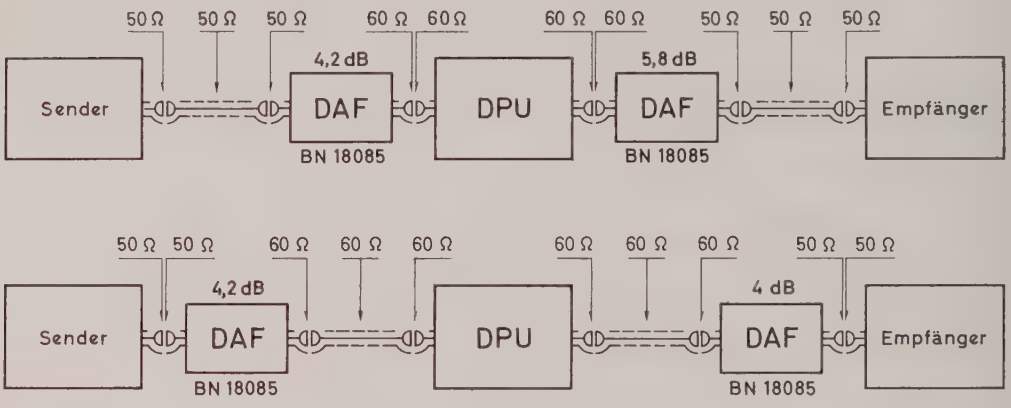

Bild 5. Anordnung mit Anpassungsgliedern Type DAF zur Übersetzung des Wellenwiderstandes

Trotzdem kann der Fall eintreten, daß bei hohen Dämpfungen am Eingang des Meßempfängers eine höhere Spannung steht, als sich aus der eingeschalteten Dämpfung errechnen läßt, oder daß sich eine extrem kleine Spannung nicht realisieren läßt, obwohl eine entsprechende Dämpfung eingeschaltet ist. Der Grund für diese Erscheinung ist eine Störspannung, die am Eingangswiderstand des Meßempfängers wirksam wird. Die Ursache für ihre Entstehung liegt nicht in der Eichleitung, sondern in ihren äußeren Verbindungen mit den anderen Geräten. Daher muß diesen Verbindungen besondere Aufmerksamkeit zugewendet werden. Es sei deshalb auf die Entstehung der Störspannungen und ihr Wirksamwerden näher eingegangen. Aus der Erkenntnis der Zusammenhänge lassen sich dann Maßnahmen zur weitgehenden Beseitigung der Störeinflüsse herleiten.

Zwei Arten der Störspannung können hinsichtlich der Frequenz, der Entstehungsursache und auch der Auswirkung unterschieden werden. Die eine Art hat die gleiche Frequenz wie die Signalspannung und wirkt sich daher sowohl an einem aperiodischen als auch an einem selektiven Meßempfänger aus, während die andere aus dem Netz stammt, daher eine Frequenz von z. B. 50 Hz hat und sich deshalb bei Verwendung eines aperiodischen Anzeigegerätes stets, bei Verwendung eines selektiven nur dann voll auswirkt, wenn dieses auf die Netzfrequenz abgestimmt ist.

Bild 6 zeigt die Entstehung einer Störspannung im Prinzip, wobei der Übersichtlichkeit halber die Eichleitung zunächst weggelassen ist. Die Spannungsteilung findet hier

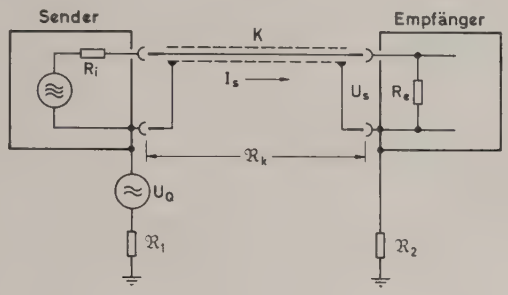

Bild 6. Grundsätzliche Entstehung einer Störspannung am Empfängereingang

im Meßsender vor dem Ausgang statt. Wie zu erkennen ist, kann am Empfängereingang eine Störspannung U_s immer dann wirksam werden, wenn über den Außenleiter des koaxialen Verbindungskabels K ein Störstrom I_s fließt, der am Widerstand $\mathfrak{R}_k$ dieses Außenleiters einen Spannungsabfall verursacht. Die Lage der Spannungsquelle U_Q, die die Ursache für den Störstrom ist, kann verschieden sein. Zu dem auf diese Weise gebildeten Stromkreis gehören der sogenannte Kopplungswiderstand $\mathfrak{R}_k$ und die beiden Erdleiterwiderstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$. Der Kopplungswiderstand setzt sich zusammen aus dem Widerstand des Kabelmantels und den Übergangswiderständen der beiden Steckverbindungen. Bei tiefen Frequenzen ist $\mathfrak{R}_k$ gleich dem Gleichstromwiderstand dieser drei Teilwiderstände, während er bei hohen Frequenzen wegen Stromverdrängung und anderer Effekte wesentlich höhere Werte annehmen kann. Die Störspannung ist

$$U_s = I_s \cdot \mathfrak{R}_k = U_Q \cdot \frac{\mathfrak{R}_k}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_k}$$

Dies gilt für den Fall, daß der Empfängereingangswiderstand wesentlich größer als der Innenwiderstand des Meßsenders ist. Sind diese beiden Widerstände gleich groß, so verringert sich U_s auf die Hälfte.

Aus obiger Gleichung ist zu ersehen, daß die Störspannung um so kleiner wird, je kleiner der Kopplungswiderstand und je größer die beiden Erdleiterwiderstände sind. Nun läßt sich der Widerstand der beiden Erdleiter (Schutzleiter) nicht beliebig erhöhen, wenn sie ihren Zweck erfüllen sollen. Dagegen kann man durch Verwendung einwandfreier Kabel mit ebenso einwandfreien Steckverbindungen dafür sorgen, daß der Kopplungswiderstand klein bleibt. Bei den Dezifix-Verbindungen kommt es be-

sonders darauf an, daß die Stirnflächen der Außenleiter auf ihrem ganzen Umfang aufliegen. Punktförmige Kontaktgabe, wie sie nach Schlagverletzungen der Stirnflächen auftritt, erhöht den Kopplungswiderstand beträchtlich.

3.6.2. Störspannung mit der Frequenz der Signalspannung

Bild 7 zeigt die Entstehung einer Störspannung in einer Meßschaltung durch die Signalspannung. Der von der Eichleitung aufgenommene Strom $I_1 = U_1/Z$ fließt durch den Kopplungswiderstand $\mathfrak{R}_{k_1}$ des Kabel-Außenleiters zum Sender zurück und verursacht hier den Spannungsabfall $U_{k_1} = I_1 \cdot \mathfrak{R}_{k_1}$. Diese Spannung hat im Außenleiter des Kabels K_2 wieder einen Strom

$$I_s = \frac{U_{k_1}}{\mathfrak{R}_{k_2} + \mathfrak{R}_s}$$

zur Folge, der durch den Kopplungswiderstand $\mathfrak{R}_{k_2}$ und den Rückschlußwiderstand $\mathfrak{R}_s$ zum Sender zurückfließt. Dieser Störstrom I_s verursacht wiederum an dem gesamten zwischen Sender und Empfänger bestehenden Kopplungswiderstand einen Spannungsabfall, nämlich am Eingang des Empfängers die Störspannung

$$U_s = I_s \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$$

oder mit guter Näherung

$$U_s = I_1 \frac{\mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}}{\mathfrak{R}_s}$$

oder

$$U_s = I_1 \frac{\mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}}{R_e \cdot \mathfrak{R}_s}$$

Der Rückschlußwiderstand $\mathfrak{R}_s$ ist der gesamte zwischen Sender-Masse und Empfänger-Masse bestehende Widerstand; er schließt also auch die im Bild 6 mit $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ benannten Widerstände der beiden Erdleiter mit ein. Einen kleinen Kopplungswiderstand erreicht man durch möglichst kurze Kabel mit einwandfreien Außenleitern. Während bei relativ niedrigen Frequenzen (etwa bis 100 MHz) Kabel mit Kupfergeflecht als Außenleiter noch anwendbar sind, empfiehlt sich bei höheren Frequenzen die Verwendung von Kabeln mit Wellrohrmantel. Für die Steckverbindungen gilt das im Abschnitt 3.6.1. Gesagte.

Der Störstrom I_s läßt sich klein halten, wenn man für einen kleinen Kopplungswiderstand des Koaxialkabels K_1 sorgt und wenn man den Rückschlußwiderstand $\mathfrak{R}_s$ möglichst groß macht. Dabei kann man aber nicht beliebig weit gehen, wenn der Zweck, nämlich eine wirksame Erdung der Geräte, erfüllt werden soll. Im Hinblick auf die

Störspannung ist es naheliegend, eine Erdverbindung, z. B. die des Empfängers, zu unterbrechen und damit den Störstrom ganz zu unterbinden. Der Empfänger wäre dann immer noch über die Koaxialkabel und den Meßsender geerdet. Dieses Verfahren ist jedoch nicht zulässig. Falls nämlich die Verbindung Sender → Empfänger irgendwo unterbrochen wird und im Empfänger infolge eines Defektes eine direkte Verbindung zwischen dessen Netzzuleitung und seinem Gehäuse besteht, so kann zwischen Empfängergehäuse und Erde die volle Netzspannung stehen und eine große Gefahr für den Messenden bedeuten. Man sollte also die Erdleiter (Schutzleiter) aus Sicherheitsgründen keinesfalls unterbrechen. Außerdem bringt die Unterbrechung der Schutzleiter hinsichtlich der Störspannung meist nicht den gewünschten Erfolg, besonders nicht bei hohen Frequenzen, weil dann die Raumkapazität der Gerätegehäuse

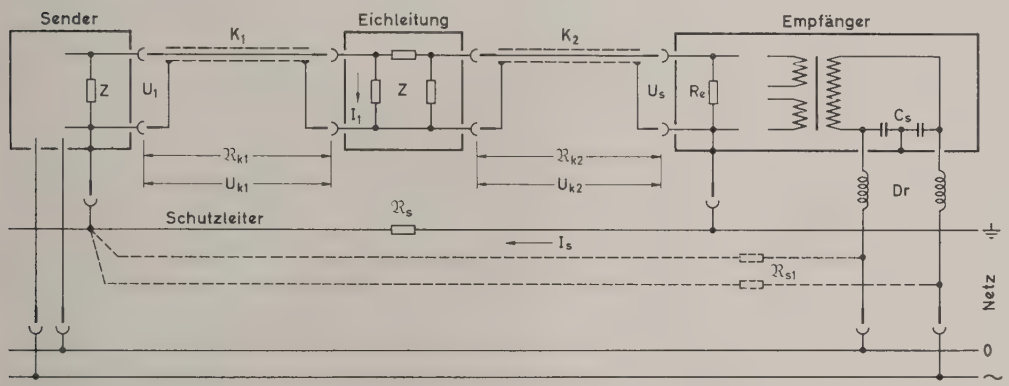

Bild 7. Entstehung einer Störspannung aus der Signalspannung

(10 . . . 50 pF) einen verhältnismäßig niederohmigen Rückschlußwiderstand bildet. Einen weiteren, dazu parallelen Rückschlußwiderstand $\mathfrak{R}_{s1}$ bilden die Schaltkapazitäten C_s im Netzteil des Empfängers. Diesen Widerstand kann man jedoch durch Einschalten von entsprechend bemessenen Drosseln Dr in die Netzzuleitung verhältnismäßig hochohmig halten.

Wie eine der obigen Gleichungen zeigt, kann auch die Eingangsspannung U_1 der Eichleitung auf die Höhe der Störspannung U_s einen entscheidenden Einfluß haben. Man sollte deshalb, wenn es auf die Herstellung einer sehr kleinen definierten Hochfrequenzspannung ankommt, die Eingangsspannung U_1 so klein wie möglich halten.

3.6.3. Störspannung aus dem Netz

Bild 8 a veranschaulicht die in der Labor- und Prüffeldpraxis am häufigsten vorkommende Störquelle. Hier ist sie gegeben durch den zwischen den beiden Schutzleiter-

anschlüssen A und B bestehenden Spannungsabfall U_Q. Dieser kann besonders dann verhältnismäßig hoch sein, wenn, wie im Bild 8 a, eine der beiden Netzphasen (der Nulleiter) gleichzeitig Schutzleiter ist und wenn sich zwischen den beiden Steckdosen eine längere Leitung befindet. Hierbei kann der Spannungsabfall nicht nur durch den Stromverbrauch des Senders verursacht sein, sondern auch noch durch andere bei C angeschlossene Verbraucher. Im Bild 8 b ist die Stromverzweigung und die Entstehung der am Empfängereingang auftretenden Störspannung U_s noch besser zu übersehen. Da in Laboratorien und Prüffeldern der Erdung von Geräten nicht immer gebührende Beachtung geschenkt wird, sei zur Anordnung nach Bild 8 a ein Zahlenbeispiel ange-

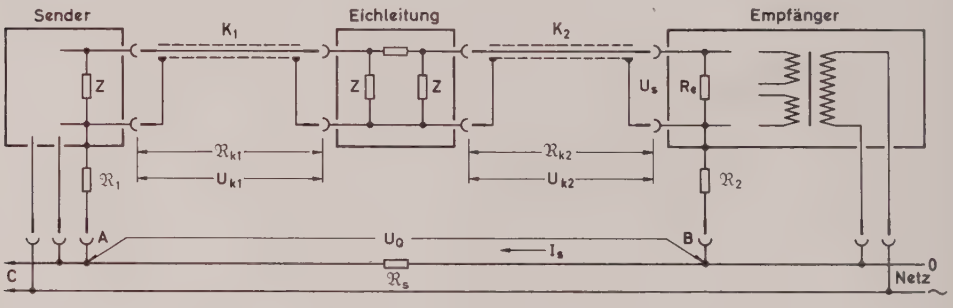

Bild 8 a. Entstehung einer Störspannung aus dem Netz

führt, um zu ermessen, wie sich ein solcher zunächst belanglos erscheinender Spannungsabfall U_Q auswirken kann: Die Leitung (A . . . B) zwischen den beiden Steckdosen habe eine Länge von 2 m, einen Querschnitt von 2 mm² ($\approx$ 0,017 Ω) und werde von 2 A durchflossen. Die Widerstände $\mathfrak{R}_{k_1}$ und $\mathfrak{R}_{k_2}$ der beiden Kabel-Außenleiter und die Widerstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ der beiden Erdleiter (Schutzleiter) betragen je 0,05 Ω. Der Innenwiderstand Z des Senders und der Eingangswiderstand R_e des Empfängers

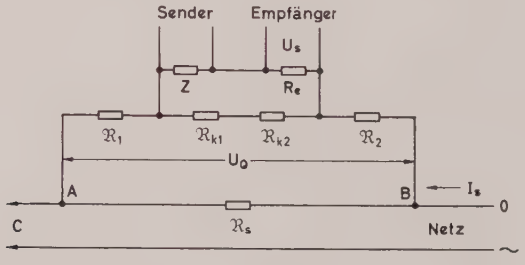

Bild 8 b. Zur besseren Übersicht der Widerstandsverzweigung im Bild 8 a

betragen je 60 Ω. Bei dieser Zusammenschaltung von Widerständen (Bild 8 b) fällt also zwischen den Schutzleiteranschlüssen A und B eine Spannung von rund 30 mV ab. Demzufolge tritt am Eingang des Empfängers eine Störspannung von rund 7,5 mV auf.

Eine so entstehende Störspannung zu unterbinden ist sehr einfach: Man braucht ja nur die beiden Netzstecker des Senders und Empfängers in möglichst benachbarte Steckdosen zu stecken, am besten in eine Doppel-Steckdose, dann ist $\mathfrak{R}_s \approx 0$ und somit auch die Störspannung $U_s \approx 0$.

3.6.4. Störspannung durch induktive Einstreuung

Nach Bild 6 bilden die Netzzuleitung des Senders, der Außenleiter des Koaxialkabels und die Netzzuleitung des Empfängers eine Schleife. In diese Schleife kann sich z. B. durch das Feld eines stark streuenden Netztransformators eine Spannung induzieren,

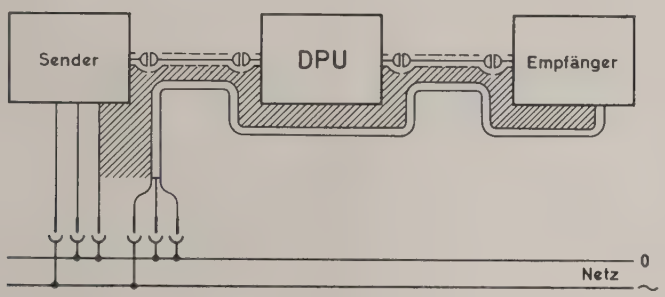

Bild 9. Verringerung einer durch Induktion verursachten Störspannung

die die gleiche Wirkung hat wie die im Bild 6 dargestellte Spannung U_Q. Ein solcher Störeinfluß läßt sich unterbinden, wenn man, wie Bild 9 veranschaulicht, ein Netzkabel möglichst nahe an den Koaxialleitungen entlangführt. Das heißt, die im Bild 9 schraffierte Fläche soll möglichst klein sein.

4. Aufbau

Die bisher bekannten Eichleitungen enthalten meist Kettenschaltungen von T-Gliedern, die innerhalb einer Abschirmung kreisförmig angeordnet sind. Ein Spezialschalter greift entsprechend der Dämpfung einen Teil der Kette ab und schaltet den nicht benützten Teil völlig aus, oder er schaltet überhaupt nur einzelne Glieder ein. So aufgebaute Eichleitungen arbeiten bis zu einer Frequenz von etwa 300 MHz einwandfrei. Nach höheren Frequenzen zu treten die unvermeidlichen Blindkomponenten immer stärker in Erscheinung, so daß der Wellenwiderstand seinen reellen Charakter verliert. Die Eichleitung DPU enthält zwar auch T-Glieder, diese sind jedoch in ihrem Aufbau der Koaxialtechnik angenähert.

Die einzelnen T-Glieder bestehen aus je 3 zusammengelöteten Kohleschichtwiderständen. Jedes T-Glied ist für sich in einem Schlitten eingebaut. In diesem befindet sich oberhalb des T-Gliedes noch eine leitende Verbindung. Vierzehn derartige Schlitten sind in einem Rahmen verschiebbar eingesetzt, der beiderseitig mit je einer Abschlußplatte versehen ist. Beide Abschlußplatten tragen zwischen je 2 Schlitten ein federndes Kontaktplättchen, das je nach der Stellung der beiden benachbarten Schlitten entweder deren Durchverbindungen, deren Dämpfungsglieder oder die Durchverbindung des einen Schlittens mit dem Dämpfungsglied des anderen verbindet.

Die 1-dB-Dekade besteht aus 4 Schlitten mit folgenden Dämpfungsgliedern: 1 dB, 2 dB, 2 dB und 5 dB. Mit diesen 4 Dämpfungsgliedern läßt sich jeder ganzzahlige Wert zwischen 0 dB und 10 dB einschalten. Die 10-dB-Dekade dagegen besteht aus 10 Schlitten, von denen jeder ein 10-dB-Dämpfungsglied enthält. Hiermit läßt sich jeder Wert zwischen 0 dB und 100 dB einstellen, der ein Vielfaches von 10 dB ist. Die der eingeschalteten Dämpfung entsprechende Stellung der Schlitten wird durch Nockenscheiben bewirkt, die ihrerseits über je ein Stirnrad- und ein Kegelradpaar durch den zugehörigen Knopf an der Frontplatte gedreht werden.

5. Wartung

Einer laufenden Wartung bedarf die Eichleitung DPU nicht.

5.1. Ersetzen eines Dämpfungsgliedes

Wird durch Anlegen einer zu hohen Eingangsspannung eines der Dämpfungsglieder zerstört, so kann dieses ausgewechselt werden. Zu diesem Zweck muß der betroffene Schlitten ausgebaut und durch einen neuen ersetzt werden. Einzelne komplette Schlitten können von ROHDE & SCHWARZ bezogen werden. Nachstehende Tabelle enthält in der Spalte 1 den Dämpfungswert und in den Spalten 3, 4 und 5 die zugehörigen Bestellnummern, getrennt nach den drei Ausführungen. Spalte 2 gibt an, wieviel Dämpfungsglieder eines Dämpfungswertes in der Eichleitung enthalten sind. In der Spalte 6 ist angegeben, in welchem Schacht (siehe Bild 10) sich der betreffende Schlitten befindet.

Dämpfung	Anzahl	Sach- bzw. Bestellnummer			Enthalten im Schacht
		18043/50 Z = 50 Ω	18043/60 Z = 60 Ω	18043/75 Z = 75 Ω	
1	2	3	4	5	6
1 dB	1	18043 – 3.51/50	18043 – 3.51/60	18043 – 75.51	1
2 dB	2	18043 – 3.52/50	18043 – 3.52/60	18043 – 75.52	2, 3
5 dB	1	18043 – 3.53/50	18043 – 3.53/60	18043 – 75.53	4
10 dB	10	18043 – 3.54/50	18043 – 3.54/60	18043 – 75.54	5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14

Zuerst schraubt man den Traggriff ab und löst anschließend die beiden Zylinderkopfschrauben an der gegenüberliegenden Seite (Bodenseite). Dann läßt sich die hintere Hälfte des Stahlblechkastens abnehmen.

Nun löst man die beiden mit A bezeichneten Zylinderkopfschrauben desjenigen Schachtes, in dem sich das defekte Dämpfungsglied befindet. Beim Lösen dieser Schrauben drückt man die Abdeckplatte des Schachtes gegen die eingebaute Feder nach unten. Anschließend nimmt man die Abdeckplatte ab und die beiden ineinander liegenden Schraubenfedern sowie den Isolierzylinder heraus. Mit zwei schmalen Schraubenziehern oder einer schlanken Pinzette kann man dann den Schlitten an beiden Seiten fassen und herausziehen. Vor dem Einbau des neuen Schlittens sollen die Gleitfläche B und die in der Ausfräsung C eingelegte Bronzefeder mit einem Tropfen Knochenöl versehen werden.

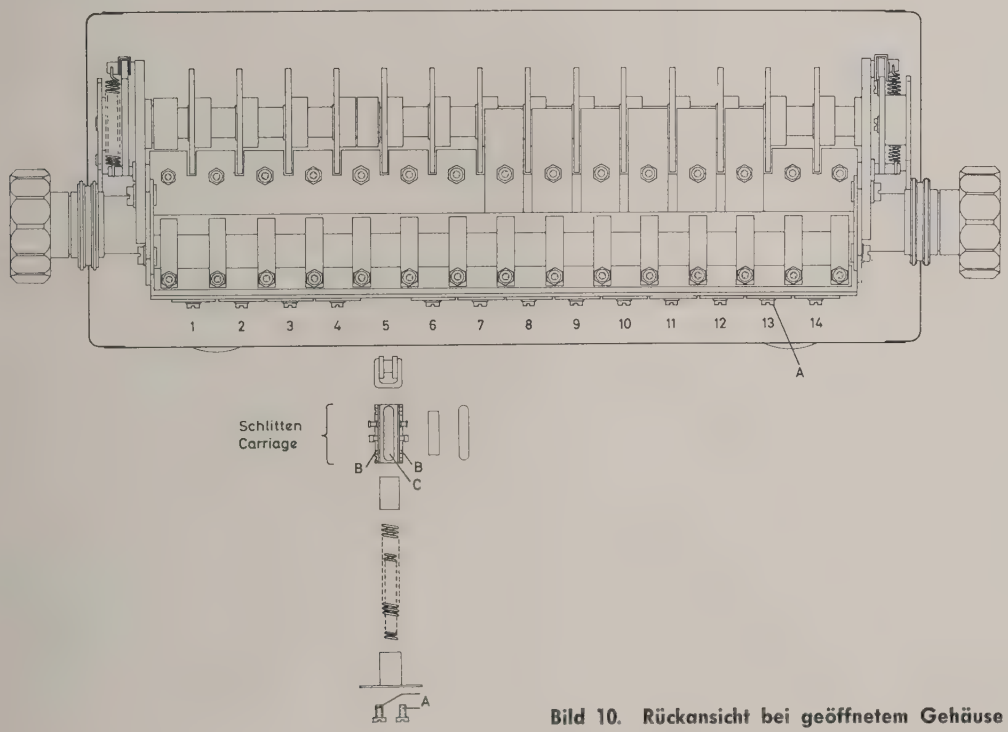

Bild 10. Rückansicht bei geöffnetem Gehäuse

Wir weisen jedoch darauf hin, daß nach dem Einbau eines nachbestellten Schlittens die völlige Einhaltung der unter „1. Eigenschaften" angegebenen Fehlergrenzen der Dämpfung insbesondere bei hohen Frequenzen nicht sicher gewährleistet ist. Das Nachbestellen eines Schlittens können wir deshalb nur als Notlösung empfehlen. Voll gewährleistet ist die Wiederherstellung der ursprünglichen Eigenschaften nur dann, wenn die Eichleitung zur Instandsetzung an das Herstellerwerk geschickt wird.

5.2. Umrüsten der Anschlüsse

Beide Dezifix-B-Anschlüsse dieser Eichleitung kann man auf einfache Weise für andere Stecker- oder Buchsensysteme umrüsten: Zunächst werden der Außenleiter mit dem Umrüstschlüssel FZM 10900 und der Innenleiter mit einem 4-mm-Schraubenzieher herausgeschraubt. Dann werden diese Teile durch die des gerade erforderlichen Umrüstsatzes ersetzt. Zur Zeit stehen folgende Umrüstsätze zur Verfügung:

Gewünschter Anschluß am Gerät		Bestellnummer des Umrüstsatzes
UHF-Buchse	50 Ω	FHD 10900/50
UHF-Stecker	50 Ω	FHS 10900/50
N-Buchse	50 Ω	FHD 20900/50
N-Stecker	50 Ω	FHS 20900/50
C-Buchse	50 Ω	FHD 30900/50
C-Stecker	50 Ω	FHS 30900/50
BNC-Buchse	50 Ω	FHD 40900/50
BNC-Stecker	50 Ω	FHS 40900/50
HF-Buchse 4,1/9,5	50 Ω	FID 20900/50
HF-Stecker 4,1/9,5	50 Ω	FIS 20900/50
HF-Buchse 7/16	50 Ω	FID 40900/50
HF-Stecker 7/16	50 Ω	FIS 40900/50
HF-Buchse 3,5/9,5 DIN 47281	60 Ω	FID 20900/60
HF-Stecker 3,5/9,5 DIN 47281	60 Ω	FIS 20900/60
HF-Buchse 6/16 DIN 47282	60 Ω	FID 40900/60
HF-Stecker 6/16 DIN 47282	60 Ω	FIS 40900/60
General-Radio 874 B	50 Ω	FLA 20900/50
Marconi H 4	50 Ω	FLB 20900/50

Durch die Umrüstung werden die Fehlergrenzen der Dämpfung nicht verändert. Dagegen kann der Welligkeitsfaktor erheblich ansteigen.

INSTRUCTION BOOK

UNBALANCED UHF STANDARD ATTENUATOR

0 to 2 GHz

0 to 110 dB

Type DPU

BN 18043/50 **BN 18043/60** **BN 18043/75**

Note: Always quote the Type and Order Number (BN) in addition to the Serial Number (FNr.) of the set when asking for technical information and, in particular, when ordering replacements.

Edition 18043 A/666 d/e

Printed in Western Germany

Table of Contents

1.	**Specifications**	25
2.	**Uses**	26
2.1	Attenuation and Gain Measurements	27
2.1.1	General	27
2.1.2	Attenuation Measurement, Measurement Example	28
2.1.3	Gain Measurement, Measurement Example	29
2.2	Generating Low Defined Voltages	29
2.3	Determining the Noise Figure of a VHF Receiver Using the Standard Attenuator	31
2.4	Measuring Pulse Voltages	31
3.	**Operating Instructions**	32
3.1	Connecting the Standard Attenuator	32
3.2	Adjusting the Input Voltage	32
3.3	Adjusting the Attenuation	33
3.4	Electrical Length, Delay	34
3.5	Standard Attenuator and Test Setup with Unequal Characteristic Impedances	34
3.6	Important Facts on Noise Voltages	35
3.6.1	General	35
3.6.2	Noise Voltage with the Frequency of the Signal Voltage	37
3.6.3	Noise Voltage from the AC Supply	39
3.6.4	Noise Voltage Caused by Inductive Pickup	40
4.	**Description**	40
5.	**Maintenance**	41
5.1	Replacing an Attenuator Section	41
5.2	Adaptation of Connectors	43

1. Specifications

Frequency range . . . . . 0 to 2 GHz

Attenuation range . . . . . 0 to 110 dB switch-selected in steps of 10 dB and 1 dB

Accuracy	0 to 1.5 GHz	1.5 to 2 GHz
of 1–dB decade	±0.1 dB	±0.2 dB
of 10–dB decade up to 50 dB .	±0.2 dB	±0.4 dB
of 10–dB decade from 60 dB .	±0.4 dB	±0.8 dB

Residual attenuation *)	DC	0.3 GHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2 GHz
for model BN 18043/50	<0.006 dB	<0.3 dB	<0.7 dB	<1.0 dB	<1.2 dB
for model BN 18043/60	<0.013 dB	<0.35 dB	<0.9 dB	<1.3 dB	<1.4 dB
for model BN 18043/75	<0.0026 dB	<0.25 dB	<0.9 dB	<1.5 dB	<1.6 dB

Characteristic impedance, either end

of model BN 18043/50 . . . . 50 Ω
of model BN 18043/60 . . . . 60 Ω
of model BN 18043/75 . . . . 75 Ω

VSWR
with match-termination . . . . <1.15 0 to 1.5 GHz
<1.3 1.5 to 2 GHz

Delay time . . . . . approx. 1.6 nsec
and electrical length . . . . . approx. 48 cm

Change in delay time . . . . less than 0.03 nsec over the entire attenuation range
less than 0.01 nsec over the entire frequency range

Power-handling capacity . . . 0.4 W

Permissible input voltage	sine-wave	pulse
for model BN 18043/50	approx. 4.5 V_{rms}	300 V_p
for model BN 18043/60	approx. 5.0 V_{rms}	300 V_p
for model BN 18043/75	approx. 5.5 V_{rms}	300 V_p

Connectors . . . . . Dezifix B complying with the German standard DIN 47285, adaptable to other connector systems: see page 43

Inscriptions . . . . . German/English

Colour . . . . . grey RAL 7001

Dimensions (W x H x D) . . . 385 x 145 x 115 mm

Weight . . . . . approx. 4.6 kg

*) in 0 dB position, to be taken into account in absolute measurements

2. Uses

The Unbalanced UHF Standard Attenuator Type DPU is simple and convenient in use over a frequency range between DC and about 2 GHz. This includes primarily attenuation measurements and gain measurements as well as accurate adjustment of very low voltages.

Attenuation settings between 0 and 110 dB are possible in steps of 1 dB with digital readout. The excellent shielding also permits the very high attenuation values to be reliably used.

Its accuracy makes the Type DPU a precision instrument. The electrical length and consequently the delay time are practically independent of frequency and attenuation so that the attenuator box can handle very short pulses as well as sinusoidal voltages. The reflection at the input and the output is very low. Mechanical wear, temperature and humidity do not appreciably affect the characteristics of the instrument. This makes the Type DPU suitable also for use under adverse climatic conditions.

The compact and handy design of the Standard Attenuator is worthy of note. Many of the users will also appreciate that with the aid of screw-in assemblies the Type DPU is readily adaptable to instruments fitted with connectors of other makes. The technical data specified in this data sheet are, however, only fully applicable if the instrument is fitted with the time-proven Dezifix B connectors complying with the German standard DIN 47285.

The attenuator box is available for the standard characteristic impedances of 50 Ω, 60 Ω and 75 Ω. If the test setup calls for different characteristic impedances at the

attenuator input and output it is possible, up to 1 GHz, to insert matching pads of the Type Series DAF enabling impedance transformations from 50 Ω to 60 Ω, from 50 Ω to 75 Ω and from 60 Ω to 75 Ω. The insertion loss of these matching pads must be taken into account when using them in measurements with the attenuator box.

2.1 Attenuation and Gain Measurements

2.1.1 General

In addition to the Standard Attenuator Type DPU, attenuation and gain measurements generally require a signal generator and test receiver of the necessary accuracy and sensitivity.

The signal generator must have good voltage stability to prevent a change in output voltage during the measurement. High frequency stability is not necessary since the standard attenuator has a wide frequency range. However, if the test item is selective or if a tunable test receiver is used as indicator, the frequency stability must be good. The narrower the pass band of the test item or the test receiver, the better the frequency stability must be.

Here the test receiver has the more general function of a voltage indicator. It need not necessarily be a test receiver in the strict sense of the word, since a broadband or a tuned valve voltmeter may also be used in some cases, depending on the measurement problem. When measuring high attenuation values it is best to use a test receiver or a tuned valve voltmeter, since these are highly sensitive. For low attenuation and gain measurements the lower sensitivity of a broadband instrument usually suffices. No great importance need be attached to the accuracy of the voltage calibration of the test receiver in most of the measurements, since these are mostly based on the principle of adjusting for the same pointer deflection each time. However, the stability of the gain, and with selective instruments, the frequency stability are of great importance.

Special attention should be paid to the terminating resistances at the input and output of the standard attenuator. These two resistances, which are mostly formed by the output impedance of the signal generator, the input impedance of the test receiver and the input or output impedance of the test item, must be real and equivalent to the characteristic impedance Z of the standard attenuator. When a suitable matching pad is used for impedance transformation, the instruments connected to the standard attenuator may present a different characteristic impedance (see section 3.5).

It is important for the attenuation as well as for the gain measurement that the standard attenuator always remains connected in the circuit. It is only the test item that may be connected and disconnected for the measurement.

Considerable measurement errors would result, especially at frequencies greater than 50 MHz, if the standard attenuator were connected and disconnected. This is due to residual attenuation of the standard attenuator, which is frequency-dependent at high frequencies and cannot be entirely avoided in any connection. If the standard attenuator remains in circuit and if a certain basci attenuation of, say, 10 dB is left, the measurement result is the difference between two attenuation values (section 2.1.1.). Thus the error caused by the residual attenuation is eliminated, since it is added to the first as well as to the second attenuation value.

2.1.2 Attenuation, Measurement, Measurement Example

Adjust the standard attenuator according to section 3.3 for an attenuation a_1, which is somewhat higher (e. g. 10 dB) than the assumed attenuation of the test item. In this example it is assumed that the attenuation of 80 dB has been adjusted for. Connect the signal generator, standard attenuator and test receiver via cables of correct characteristic impedance, as shown in Fig. 1. Next, adjust the desired frequency at the signal generator. If the test receiver is selective, it should also be adjusted to this frequency.

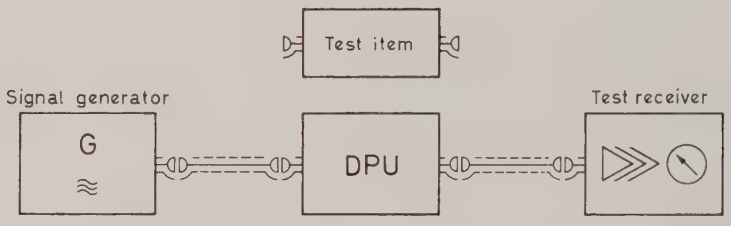

Fig. 1 Test setup for attenuation or gain measurement

Refer to section 3.2 when making the following adjustment of the input voltage. A deflection E results at the test receiver. After this adjustment has been made, connect the test item either between the signal generator and standard attenuator or between the standard attenuator and test receiver. Next, decrease the attenuation of the standard attenuator (section 3.3.) until the deflection E occurs again. This second adjustment of the standard attenuator gives the attenuation a_2. Let $a_2 = 12$ dB. The attenuation of the test item is then

$$a = a_1 - a_2 = 80 - 12 = 68 \text{ dB}.$$

2.1.3 Gain Measurement, Measurement Example

On the whole, the gain measurement corresponds to the attenuation measurement. Consequently, the test setup is the same as for the attenuation measurement (Fig. 1), only the sequence of the attenuation adjustment is different. Adjust a certain basic attenuation a_1, e. g. $a_1 = 10$ dB, at the standard attenuator. Next, select the desired frequency at the signal generator and tune the test receiver, if it is selective, to this frequency. The deflection E occurs at the meter of the test receiver after the adjustment of the input voltage has been made according to section 3.2. Now, adjust the standard attenuator for an attenuation whose value is higher than the gain of the test item to be expected, and connect the test item between the standard attenuator and test receiver (section 3.2). Next, decrease the attenuation of the standard attenuator until the deflection E results again.

This adjustment is the attenuation value a_2. In this example $a_2 = 53$ dB. The gain of the test item results as

$$G = a_2 - a_1$$

with the values of the example

$$G = 53 - 10 = 43 \text{ dB}.$$

2.2 Generating Low Defined Voltages

At very high frequencies, small voltages of the order of mV or μV are best obtained with the help of a standard attenuator. The arrangement is shown in Fig. 2. A valve voltmeter with insertion unit measures the input voltage E_1. This voltage is divided by the standard attenuator to the desired value E_2. The dB setting required for a given voltage ratio E_1/E_2 is obtained from

$$a = 20 \log \frac{E_1}{E_2}.$$

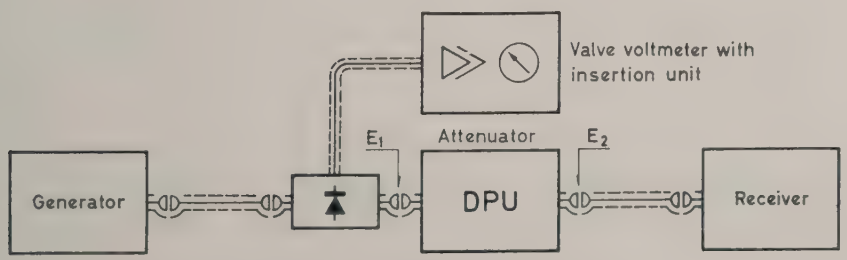

Fig. 2 Setup for generating small voltages

Example: It is assumed that a voltage of 2.5 mV is to be generated. The input voltage is adjustable to 2.5 V. In this case the attenuation of

$$a = 20 \log \frac{2.5}{2.5 \times 10^{-3}} = 20 \log 10^3 = 60 \text{ dB}$$

is necessary. Another example: It is again assumed that a voltage of 2.5 mV is to be generated. The source for the input voltage, however, supplies only a maximum voltage of 1 V. In this case, an attenuation of

$$a = 20 \log \frac{1}{2.5 \times 10^{-3}} = 20 \log (4 \times 10^2) = 20 \times (0.602 + 2) = 52.04 \text{ dB}$$

must be adjusted.

Since the attenuation can only be changed in steps of 1 dB, an error of 0.04 dB, which corresponds to about 0.2%, would arise. To avoid even this very small error, the voltage E_1 which is to be adjusted at the input of the standard attenuator can be calculated in the reverse order from the attenuation. It is

$$\frac{E_1}{E_2} = 10^{a/20}$$

$$E_1 = E_2 \times 10^{a/20}$$

It will be convenient to select an attenuation which is somewhat lower and an integer number, e. g. 52 dB, because E_1 thus becomes somewhat smaller and in the example it has been assumed that E_1 cannot exceed 1 V. Consequently

$$E_1 = E_2 \times 10^{52/20} = E_2 \times 10^{2.6} = 2.5 \times 10^{-3} \times 398 = 995 \text{ mV}.$$

The conversion of the voltage ratio in dB and vice versa can be made using the nomograph of Fig. 3.

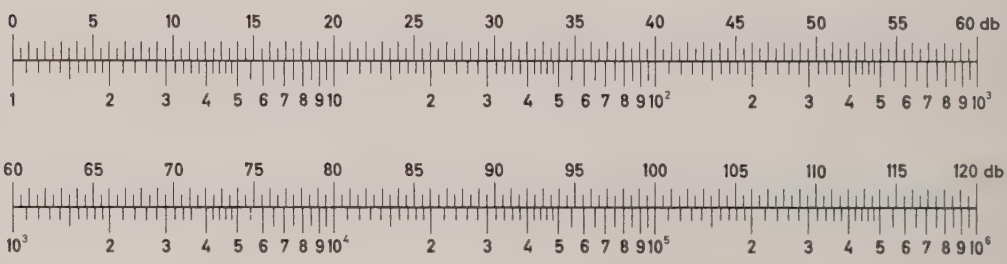

Fig. 3 Nomograph for conversion of attenuation into voltage ratio

2.3 Determining the Noise Figure of a VHF Receiver Using the Standard Attenuator

The noise figure of a receiver is determined as follows: Measure the rms value of the inherent noise voltage at the IF output within the linear portion of the receiver, and then feed enough noise power from a noise generator into the receiver to increase the rms value of the noise voltage at the IF output by the factor $\sqrt{2}$. In most cases, the noise figure can then be read directly from the noise generator in terms of dB.

A square-law responsive voltmeter, for instance a thermocouple type, is generally used for measuring the rms value. However, these instruments may easily be damaged by voltage surges, such as stray pick-up or crackling.

Wherever this possibility is suspected, the standard attenuator can be used in connection with a peak responsive voltmeter as shown in Fig. 4.

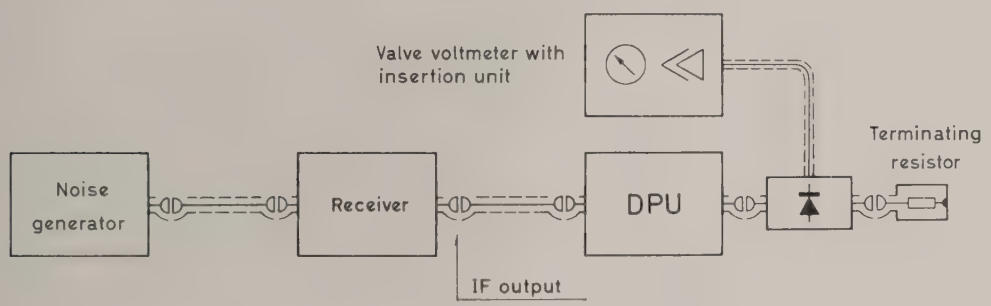

Fig. 4 Test setup for measuring the noise figure of a receiver

First reduce the output of the noise generator to zero and adjust the standard attenuator so that the voltmeter shows an easily readable deflection. Thus the voltmeter indicates the internal noise. Increase the attenuation of the standard attenuator by 3 dB and adjust the noise generator so that the voltmeter indication is the same as before. The noise figure can then be read directly at the noise generator.

2.4 Measuring Pulse Voltages

Apart from the use of a signal generator delivering the desired pulse voltage and of a measuring receiver suitable to handle the pulses, the test assembly is the same as for measurements with sinusoidal voltages. The Standard Attenuator Type DPU transmits even very short pulses (μsec) satisfactorily because its bandwidth is large and its electrical length remains the same in all switching positions.

3. Operating Instructions

3.1 Connecting the Standard Attenuator

The two connectors of the standard attenuator are provided on the left and right sides of the steel cabinet. They are of the Dezifix B type unless otherwise specified in the order. Since the attenuator sections are symmetrical the input and output may be interchanged. The set is called "unbalanced standard attenuator" because of the single-ended design.

The Standard Attenuator Type DPU should best be connected directly to other instruments without the use of cables. Where this is impossible, use short coaxial cables, the characteristic impedances of which equal that of the standard attenuator. Their VSWR should not exceed 1.2. It is only in this way that exact results can be obtained, especially at high frequencies, for which the Standard Attenuator Type DPU is particularly suitable. If it is used at low frequencies, where it functions without trouble even with DC, the cable length is unimportant.

Section 3.5 describes the use of the Standard Attenuator Type DPU in test setups presenting Z values which differ from the characteristic impedance of the standard attenuator. When speaking of connecting the standard attenuator, mention shall be made of section 3.6. It deals in detail with the causes of the noise voltages, which are generally very disagreeable, and describes how they can be avoided by using good cables and connections and by correctly connecting the signal generator and test receiver to the AC supply.

3.2 Adjusting the Input Voltage

The input voltage should be so adjusted that the meter of the signal generator shows a visible deflection, if possible in the upper third of the scale. However, it must be considered that the maximum permissible input to the standard attenuator amounts to 0.4 W.

A maximum input voltage of about 4.5 V for BN 18043/50 ($Z = 50\ \Omega$),
a maximum input voltage of about 5 V for BN 18043/60 ($Z = 60\ \Omega$),
a maximum input voltage of about 5.5 V for BN 18043/75 ($Z = 75\ \Omega$)

corresponds to this input power.

A higher input voltage would damage the standard attenuator. If a clearly visible pointer deflection can only be obtained with an input voltage which is higher than the maximum permissible one, a more sensitive range of the test receiver or a more

sensitive test receiver must be used. In addition, due consideration must be given to the maximum permissible input voltage of the test item, which may be considerably lower than that of the standard attenuator. The maximum permissible input voltage is also the decisive point for judging whether the test item is to be connected between the signal generator and standard attenuator or between the standard attenuator and test receiver, which is of no importance to the measurement. In most cases it will be convenient to connect the test item between the standard attenuator and test receiver. In the case of sensitive test items it is then possible to adjust for a higher attenuation. Where a voltage exceeding the maximum permissible input voltage of the standard attenuator must be applied to the test item, the latter can be connected to the attenuator input if it provided sufficient attenuation.

If the test item is connected after the standard attenuator, its input voltage can be calculated according to section 2.2, from the known input voltage of the standard attenuator and from the attenuation adjusted at the standard attenuator. E_2 is then the desired input voltage of the test item and E_1 the input voltage of the standard attenuator. If the input impedance of the test item considerably differs from the characteristic impedance of the standard attenuator (mismatch), refer to section 3.5.

The input voltage should be kept as low as possible within the above restrictions, since any noise voltages occurring (section 3.6) are also dependent on the amount of the input voltage.

3.3 Adjusting the Attenuation

The two knobs on the front panel serve to adjust the attenuation. The right-hand knob switches the 1-dB steps, the left-hand on the 10-dB steps. The respective knob locks in at every integer multiple of 1 dB or 10 dB. Intermediate values are not obtainable.

The attenuation of the 1-dB decade appears in the right-hand window, and the value of the 10-dB decade in the left-hand window. Thus the attenuation adjusted for can be read as a two-digit figure. The only exception is the value of 110 dB. When the setting corresponds to this value both windows indicate the figure 10, which would give a reading of 1010 dB. For this reason, the figure 10 in the right-hand window has been inked red.

In most cases the attenuation or gain will be determined by a relative measurement, as in the examples of the sections 2.1.2 and 2.1.3. The standard attenuator always remains in circuit so that its residual attenuation is eliminated (section 2.1.1). The

residual attenuation is the attenuation that the standard attenuator presents if it is set to 0 dB, i. e. if the input and output are directly through-connected. This residual attenuation is frequency-dependent. In absolute measurements, which are, however, relatively seldom, the residual attenuation must be taken into account under certain circumstances, especially at high frequencies. See 1. Specifications on page 25. The residual attenuation must be added to the attenuation setting to correct the absolute attenuation of the standard attenuator.

Since the attenuation of the standard attenuator is not varied continuously but in steps of 1 dB it may happen that in attenuation and gain measurements the required indication on the meter of the test receiver cannot be obtained accurately because it corresponds to an attenuation value lying between two adjustable values. An accurate result can be obtained in this case by interpolation if the scale of the meter is considered to be linear within the small interval that corresponds to 1 dB. The attenuation setting gives two values differing by 1 dB, which cause two pointer deflections, one of them lying above and one below the desired deflection. When the interval limited by the two deflections is divided linearly, for example into 10 divisions, then 1 division corresponds to 0.1 dB. The accurate attenuation value is then obtained by adding to the lower pointer deflection the number of fractions of 1 dB corresponding to the desired deflection.

3.4 Electrical Length, Delay

The electrical length of the standard attenuator is 48 cm, measured at 300 MHz, for instruments fitted with Dezifix connectors. This corresponds to a delay of 1.6 nsec. Since the electrical length of the attenuating and the non-attenuating connections in the individual carriages (see section 4.) are practically equal, the total electrical length and, as a result, the delay are largely independent of the attenuation setting. The changes of delay caused by switching of the attenuation for mechanical and electrical reason are in any case less than 0.5×10^{-10} sec and therefore negligible in most cases. If the standard attenuator is adapted to another connector system (section 5.2) the electrical length may change by 1 to 2 cm.

3.5 Standard Attenuator and Test Setup with Unequal Characteristics Impedances

Generally the entire test setup including the standard attenuator and test item will have the same characteristics impedance. Nevertheless, the test item may sometimes have a characteristic impedance of 75 Ω, while the impedance of the other instruments is 60 Ω; or the entire test setup including the test item has an impedance of 50 Ω, whereas that of the standard attenuator is 60 Ω.

When such differences in impedance exist at frequencies up to 1000 MHz, two Matching Pads Type DAF may be used to connect the Standard Attenuator Type DPU or the test item with correct impedance. An error due to mismatch is thus avoided. The following Matching Pads Type DAF are available:

Model	for Z transformation	Attenuation	f
BN 18083	from 60 Ω to 75 Ω	4 dB	0 to 1000 MHz
	from 75 Ω to 60 Ω	6 dB	
BN 18084	from 50 Ω to 75 Ω	4.2 dB	
	from 75 Ω to 50 Ω	7.8 dB	
BN 18085	from 50 Ω to 60 Ω	4.2 dB	
	from 60 Ω to 50 Ω	5.8 dB	

As shown in Fig. 5, a matching pad is inserted wherever unequal characteristic impedances meet. The inherent attenuation of the matching pads is dependent on the direction and must be taken into account.

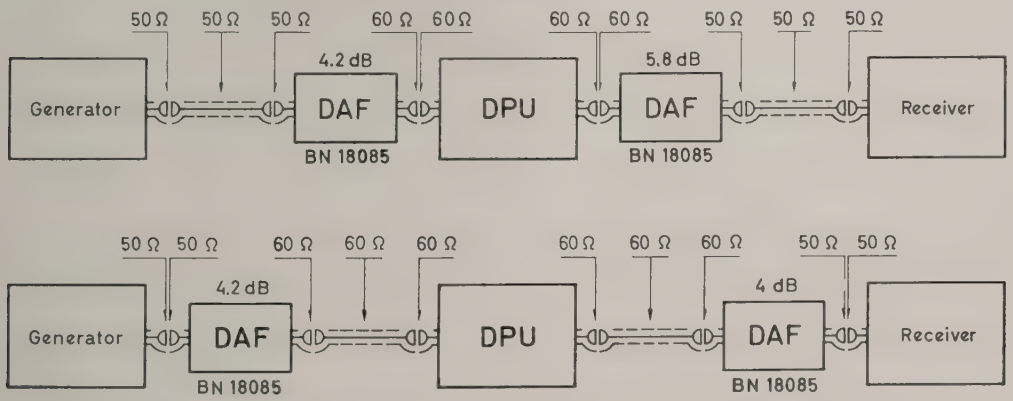

Fig. 5 Setup using Matching Pads Type DAF for impedance transformation

3.6 Important Facts on Noise Voltages

3.6.1 General

The accuracy of the attenuation value adjusted is first of all dependent on the accuracy of the individual resistances in the attenuator sections which, for this reason, have very narrow tolerances. With high attenuations, i. e. with very low output volt-

ages, an exact division requires in addition that no energy pass from the input of the standard attenuator to the output without passing through the attenuator sections. The Standard Attenuator Type DPU meets this requirement due to its coaxial design and careful shielding.

Nevertheless, it may happen that, with high attenuations, a higher voltage is present at the input of the receiver than can be calculated from the adjusted attenuation, or that an extremely low voltage cannot be realized although a corresponding attenuation is switched in. This is due to a noise voltage which becomes effective across the input impedance of the test receiver. This noise voltage is not produced within the standard attenuator, but in its external connections to the other instruments. For this reason, special attention should be paid to these connections. The causes of the noise voltages and their effects are, therefore, dealt with in detail. If they are known, it will be possible to find measures for largely suppressing the noise effects.

Two types of noise voltage can be distinguished with respect to frequency, cause and effect. One type is of the same frequency as the signal voltage and, therefore, is effective in a broadband and in a selective test receiver. The other originates in the AC supply and has a frequency e.g. of 50 Hz. Thus it always affects a broadband indicator, whereas its full effect on a selective unit is manifest only if this is tuned to the AC supply frequency.

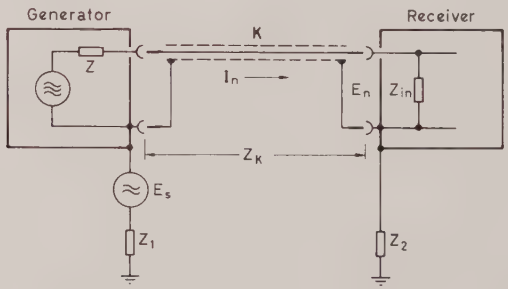

Fig. 6 Occurrence of a noise voltage at the receiver input

Fig. 6 shows in principle how a noise voltage originates. For reasons of simplicity, the standard attenuator has been left out. The voltage division takes place in the signal generator before the output. As can be seen, a noise voltage E_n may become effective at the input of the receiver whenever a noise current I_n flows via the outer conductor of the coaxial connecting cable K, this noise current causing a voltage drop at the resistance Z_K of the outer conductor. Different positions are possible for the voltage source E_s which is the cause of the noise current. The so-called

"leakage resistance" Z_K and the two earth conductor resistances Z_1 and Z_2 belong to the circuit formed in this way. The leakage resistance is composed of the resistance of the cable jacket and the contact resistances of the two connectors. With low frequencies, Z_K equals the DC resistance of these three partial resistances, while with high frequencies, Z_K can assume considerably higher values due to current displacement and other effects. The noise voltage is

$$E_n = I_n \quad Z_K = E_s \frac{Z_K}{Z_1 + Z_2 + Z_K}$$

This is true if the receiver input impedance is considerably higher than the source impedance of the signal generator. If both impedances are equal, E_n is halved.
It can be seen from the equation that the noise voltage will be lower as the leakage resistance becomes smaller and the two earth conductor resistances higher. But the resistances of the two earth conductors (neutral conductors) cannot be arbitrarily increased if they are to fulfill their purposes. Provisions can be made, however, to keep the leakage resistance low by using cables and connectors without any defects. With the Dezifix connectors, it is of special importance that the faces of the outer conductors make contact with their entire surface. The leakage resistance is considerably increased by pointwise contact- making, as is the case if the conductor faces are damaged by impacts.

3.6.2 Noise Voltage with the Frequency of the Signal Voltage

Fig. 7 shows how a noise voltage, caused by the signal voltage, arises in a test setup. The current $I_1 = E_1/Z$ consumed by the standard attenuator flows back to the signal generator through the leakage resistance Z_{K_1} of the cable outer conductor, causing the voltage drop $E_{K_1} = I_1 Z_{K_1}$. This voltage results in a current

$$I_n = \frac{E_{K_1}}{Z_{K_2} + Z_r}$$

in the outer conductor of the coaxial cable K_2, which flows back to the signal generator via the leakage resistance Z_{K_2} and the return impedance Z_r. The noise current I_n causes a voltage drop across the entire leakage resistance of the connection between the standard attenuator and receiver, i.e. the noise voltage at the receiver input

$$E_n = I_n Z_{K_2}$$

or, with good approximation,

$$E_n = I_1 \frac{Z_{K_1} Z_{K_2}}{Z_r}$$

or

$$E_n = I_1 \frac{Z_{K_1} Z_{K_2}}{Z_{in} Z_r}$$

The return impedance Z_r is the complete impedance existing between the chassis of the signal generator and of the receiver, i. e. it includes the resistances of the two earth conductors called Z_1 and Z_2 in Fig. 6. A low leakage resistance can be obtained with cables which are as short as possible and have outer conductors without defects. While cables with copper braid as outer conductor can still be used with relatively low frequencies (up to about 100 MHz), it is advisible to use cables with corrugated jackets for higher frequencies. For the connectors refer to section 3.6.1.

The noise current I_n can be kept low if a low leakage resistance of the coaxial cable K_1 is provided and if the return impedance Z_r is made as high as possible. However, it cannot be increased to an arbitrary value since effective earthing of the instruments is necessary. With respect to the noise voltage, one might think of interrupting one

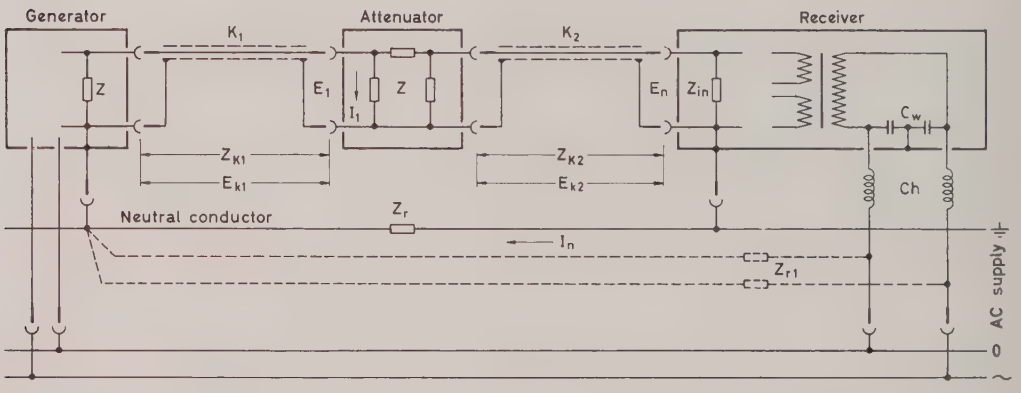

Fig. 7 Generation of a noise voltage out of the signal voltage

earth connection, e. g. that of the receiver, and thus entirely stop the noise current. The receiver would then still be earthed via the coaxial cables and the signal generator. This procedure, however, cannot be permitted. If the connection test receiver → signal generator is interrupted at some place and if, due to some defect, there exists a direct connection in the receiver between its AC supply line and its cabinet, the full AC supply voltage may be present between the receiver cabinet and earth, which means a great danger for the person making the measurement. For reasons of safety, the earth conductors (neutral conductors) should never be interrupted. Moreover, the interruption of the neutral conductors in most cases does not show the desired success with respect to the noise voltage, particularly not with high frequencies, because the capacitance to infinity of the cabinet (10 to 50 pF) forms a return impedance which is relatively low. The wiring capacitances C_w in the power

supply of the receiver from another return impedance Z_{r_1} which is in parallel. This impedance, however, can be kept relatively high by connecting correspondingly dimensioned chokes Ch in the AC supply line.

One of the above equations shows that also the input voltage E_1 of the standard attenuator influences the noise voltage. To minimize noise always try to keep E_1 as low as possible.

3.6.3 Noise Voltage from the AC Supply

The source of noise most frequently encountered in laboratories and test departments is shown in Fig. 8 a. It consists in the voltage drop E_s between the two neutral-conductor connections A and B. This voltage drop may become relatively high if one of the two AC supply phases (the 0 conductor) is at the same time used as earth conductor, as shown in Fig. 8 a, and if a line of some length is between the two wall sockets. The voltage drop may then be caused not only by the consumption of the signal generator but also by other loads connected at C. The current distribution and the generation of the noise voltage E_n at the receiver input can be seen better in Fig. 8 a.

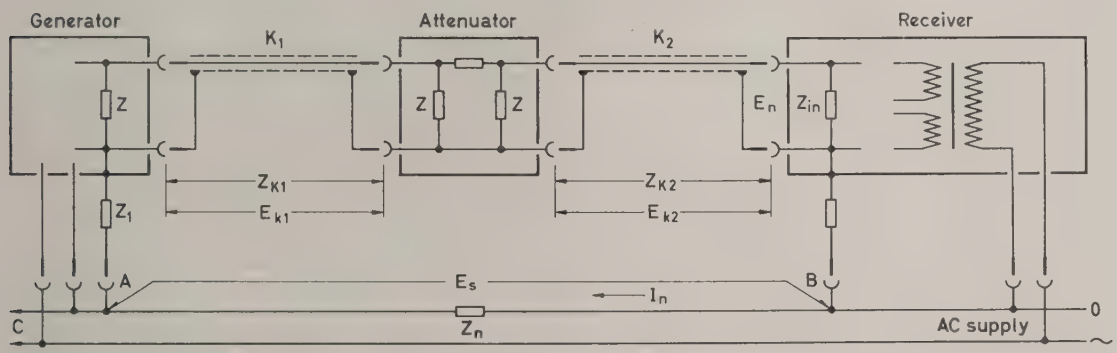

Fig. 8 a Generation of a noise voltage from the AC supply

Since in laboratories and test departments due consideration is not always given to the earth connection of the instruments, a numerical example referring to Fig. 8 a may show what an effect an apparently unimportant voltage drop E_s may have. The line (A to B) between the two wall sockets is assumed to be 2 metres in length, 2 mm² in cross-section (approx. 0.017 Ω) and to carry 2 A. The resistances Z_{K_1} and Z_{K_2} of the cable outer conductors and the resistances Z_1 and Z_2 of the two earth conductors are each 0.05 Ω. The source impedance Z of the signal generator and the input impedance Z_{in} of the receiver are each 60 Ω. In the connection of Fig. 8 b the voltage drop is then approximately 30 mV between the points A and B. Thisc auses a noise voltage of about 7.5 mV at the receiver input.

This noise voltage can easily be suppressed by inserting the power plugs of the signal generator and of the receiver into adjacent wall sockets, preferably into a double socket. Then $Z_n \approx 0$ and therefore $E_n \approx 0$.

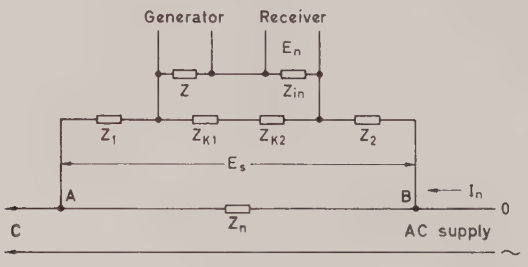

Fig. 8 b Resistance distribution according to Fig. 8 a

3.6.4 Noise Voltage Caused by Inductive Pickup

According to Fig. 6, the AC supply line of the signal generator, the outer conductor of the coaxial cable and the AC supply line to the receiver form a loop. For example, a power transformer producing a strong stray field, may induce a voltage which has the same effect as the voltage E_s shown in Fig. 6. By leading a power cable as closely as possible along the coaxial lines, as shown in Fig. 9, this effect can be largely eliminated. In other words, the hatched area in Fig. 9 should be as small as possible.

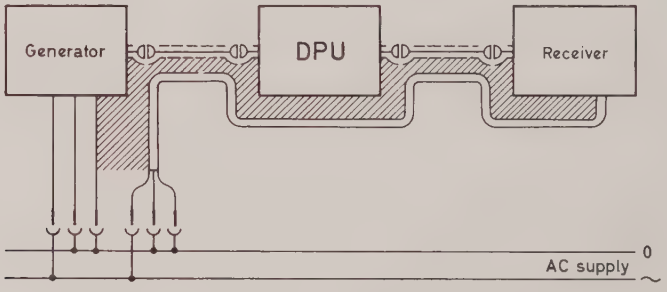

Fig. 9 Decreasing a noise voltage caused by induction

4. Description

The standard attenuators known up to now contain in most cases iterative networks made up of T sections which are circularly arranged within one shielding. A special switch taps part of the iterative network corresponding to the attenuation and entirely switches off the part which is not used, or it switches in only certain sections. Standard attenuators of this design work without errors up to a frequency of about

300 MHz. Towards higher frequencies, the unavoidable reactive components become more and more effective so that the characteristic impedance is no longer resistive. The Standard Attenuator Type DPU also contains T sections; however these T sections are of coaxial design.

The individual T sections consist of three deposited-carbon resistors soldered together. Each T section is accommodated in a carriage. The carriage contains a conductive connection above the T section. Fourteen carriages are displaceable within a frame which is provided with a stop plate on both sides. Both stop plates between two carriages carry a spring-loaded contact plate which connects either the through-connections or the attenuator sections of two adjacent carriages or the through-connection of one carriage to the attenuator section of the other carriage, depending upon the position of the two carriages.

The 1-dB decade is accomplished with 4 carriages containing attenuator sections of 1 dB, 2 dB, 2 dB and 5 dB. All integer values between 0 dB and 10 dB can thus be obtained. The 10-dB decade is realized by 10 carriages, each containing a 10-dB attenuator section. It is thus possible to obtain each multiple of 10 dB between 0 dB and 100 dB. Cam disks adjust the position of the carriages to the desired attenuation setting. A front-panel knob rotates these disks via a pair of spur gears and bevel gears.

5. Maintenance

The Standard Attenuator Type DPU does not require regular maintenance.

5.1 Replacing an Attenuator Section

It is possible to remove and replace attenuator sections that have been damaged by too high an input voltage. Complete individual carriages are available from Rohde & Schwarz.

The following table shows the attenuation in column 1 and the respective order numbers for the three models in columns 3, 4 and 5. The number of attenuator sections of the given value contained in the standard attenuator is indicated in column 2, while column 6 indicates the compartment (see Fig. 10) in which the carriage is located.

Attenuation	Qty.	Order Number 18043/50 Z = 50 Ω	18043/60 Z = 60 Ω	18043/75 Z = 75 Ω	Compartment
1	2	3	4	5	6
1 dB	1	18043 – 3.51/50	18043 – 3.51/60	18043 – 75.51	1
2 dB	2	18043 – 3.52/50	18043 – 3.52/60	18043 – 75.52	2, 3
5 dB	1	18043 – 3.53/50	18043 – 3.53/60	18043 – 75.53	4
10 dB	10	18043 – 3.54/50	18043 – 3.54/60	18043 – 75.54	5, 6, 7, 8, 9, 10 11, 12, 13, 14

Unscrew the carrying handle and loosen the two cylinder-head screws at the opposite side (Bottom). The rear half of the steel cabinet can then be removed.

Remove the two cylinder-head screws marked A of the compartment containing the defective attenuator section. While loosening the screws press the cover plate of the compartment down against the spring. Then remove the cover plate, the two helical springs lying within one another and the insulating cylinder. Using two small screwdrivers or small tweezers pull out the carriage. Before inserting the new carriage apply a drop of fine neat'-foot oil to the gliding surface B and the bronze spring located in the slot C of the opposite side.

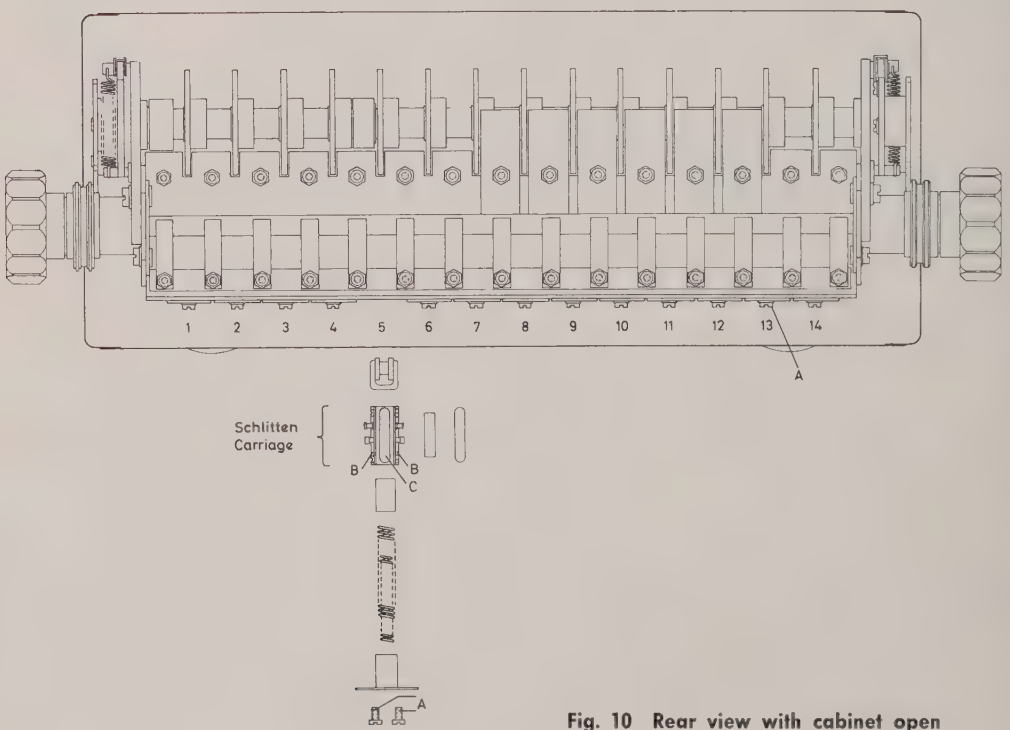

Fig. 10 Rear view with cabinet open

However, we should like to draw attention to the fact that after inserting a carriage ordered later, the attenuation accuracy as stated under 1. Specifications cannot be fully guaranteed, especially at high frequencies. For this reason, such an order should only be placed if absolutely necessary. On the other hand, the original specifications will still apply if the standard attenuator is sent in to the factory for repair.

5.2. Adaptation of Connectors

Both Dezifix B connectors of this standard attenuator can easily be adapted to other connector systems: Unscrew the outer conductor with the adapting wrench FZM 10900 and the inner conductor with a 4-mm screwdriver. Next, replace these parts by those of the required screw-in assembly. At present, the following screw-in assemblies are available:

Desired connector on the instrument		Order Number of the screw-in assembly
UHF socket	50 Ω	FHD 10900/50
UHF plug	50 Ω	FHS 10900/50
N socket	50 Ω	FHD 20900/50
N plug	50 Ω	FHS 20900/50
C socket	50 Ω	FHD 30900/50
C plug	50 Ω	FHS 30900/50
BNC socket	50 Ω	FHD 40900/50
BNC plug	50 Ω	FHS 40900/50
RF socket 4,1/9,5	50 Ω	FID 20900/50
RF plug 4,1/9,5	50 Ω	FIS 20900/50
RF socket 7/16	50 Ω	FID 40900/50
RF plug 7/16	50 Ω	FIS 40900/50
RF socket 3,5/9,5 DIN 47281	60 Ω	FID 20900/60
RF plug 3,5/9,5 DIN 47281	60 Ω	FIS 20900/60
RF socket 6/16 DIN 47282	60 Ω	FID 40900/60
RF plug 6/16 DIN 47282	60 Ω	FIS 40900/60
General Radio 874 B	50 Ω	FLA 20900/50
Marconi H 4	50 Ω	FLB 20900/50

The accuracy of the attenuation is not affected by the adaptation. The VSWR, however, may be considerably increased.

www.manualsplus.com
1003674